

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 07-336113

(43)Date of publication of application : 22.12.1995

(51)Int.Cl.

H01P 3/00

H01P 3/08

H01P 7/08

H01P 11/00

(21)Application number : 06-122281

(71)Applicant : MURATA MFG CO LTD

(22)Date of filing : 03.06.1994

(72)Inventor : ISHIKAWA YOHEI

HIDAKA SEIJI

ISE TOMOYUKI

(54) HIGH FREQUENCY ELECTRODE AND HIGH FREQUENCY TRANSMISSION LINE

(57)Abstract:

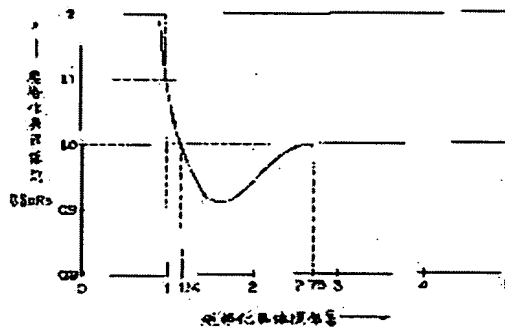
PURPOSE: To reduce the conductor loss and surface resistance of a high frequency electrode and to make application equipment using the electrode into miniaturization and light weight by forming the film thickness of a conductor within a prescribed range.

CONSTITUTION: A part of an incident electromagnetic wave advances in the inside of the high frequency electrode, and the other is reflected on the surface of the high frequency electrode. The electromagnetic wave advancing in the inside is reflected on the back plane of the high frequency electrode, and a part of it transmits the back plane. The film thickness of the high frequency electrode is formed in the one in a range of 1.14-2.75 times, desirably 1.32 to 1.92 times, and most desirably $\pi/2$ times the facing depth of a working frequency,

therefore, the electromagnetic waves on the surface and back plane of the high frequency electrode strengthen the opponent mutually, which increases a reflection

coefficient. At this time, the facing effect of current density in the inside of the high frequency electrode can be relaxed by a current excited by the

electromagnetic wave reflected on the back plane of the high frequency electrode compared with the one in the case that the film thickness of the electrode is sufficiently large.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision
of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's
decision of rejection]

[Date of extinction of right]

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平7-336113

(43) 公開日 平成7年(1995)12月22日

(51) Int.Cl. ⁸	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 1 P	3/00	Z A A		
	3/08	Z A A		
	7/08	Z A A		

H 0 1 P 1/ 20 Z A A A F6-7

1/ 208 Z A A A F6

審査請求 未請求 請求項の数17 O L (全 13 頁) 最終頁に続く

(21) 出願番号 特願平6-122281

(22) 出願日 平成6年(1994)6月3日

(71) 出願人 000006231

株式会社村田製作所

京都府長岡京市天神二丁目26番10号

(72) 発明者 石川 容平

京都府長岡京市天神二丁目26番10号 株式会社村田製作所内

(72) 発明者 日高 青路

京都府長岡京市天神二丁目26番10号 株式会社村田製作所内

(72) 発明者 伊勢 智之

京都府長岡京市天神二丁目26番10号 株式会社村田製作所内

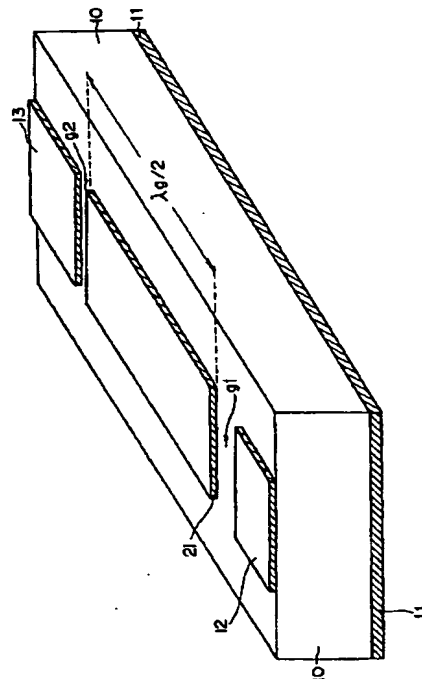
(74) 代理人 弁理士 青山 葆 (外2名)

(54) 【発明の名称】 高周波電極及び高周波伝送線路

(57) 【要約】

【目的】 従来例に比較して簡単な構造で、導体損失を低減させることができ、しかも発明実施品を小型・軽量化することができる高周波電極、並びに高周波伝送線路、高周波共振器、高周波フィルタ、高周波デバイスを提供する。

【構成】 Cu、Ag、Auなどの電気的導電性を有する膜状の導体、又は超電導体からなる導体の膜厚を、使用周波数の表皮深さの1.14倍から2.75倍の範囲に、好ましくは1.32倍から1.92倍の範囲に、最も好ましくは $\pi/2$ 倍になるように形成し、これによって、実効的に表皮深さを増大させ、導体損失及び表面抵抗を従来に比較して大幅に低減した高周波電極と、この電極を用いて構成した伝送線路、共振器、フィルタ、高周波デバイスを提供する。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 膜状の導体を備え、上記導体の膜厚が使用周波数の表皮深さの 1.14 倍から 2.75 倍の範囲であることを特徴とする高周波電極。

【請求項 2】 上記導体の膜厚が使用周波数の表皮深さの 1.32 倍から 1.92 倍の範囲であることを特徴とする請求項 1 記載の高周波電極。

【請求項 3】 上記導体の膜厚が使用周波数の表皮深さの $\pi/2$ 倍であることを特徴とする請求項 2 記載の高周波電極。

【請求項 4】 上記導体は超電導材料に化成することを特徴とする請求項 1、2 又は 3 記載の高周波電極。

【請求項 5】 少なくとも 1 つの導体を備えた高周波伝送線路であって、上記導体は請求項 1、2、3 又は 4 記載の高周波電極であることを特徴とする高周波伝送線路。

【請求項 6】 上記高周波伝送線路は導波管であることを特徴とする請求項 5 記載の高周波伝送線路。

【請求項 7】 上記高周波伝送線路はマイクロストリップ線路であることを特徴とする請求項 5 記載の高周波伝送線路。

【請求項 8】 上記高周波伝送線路はストリップ線路であることを特徴とする請求項 5 記載の高周波伝送線路。

【請求項 9】 上記高周波伝送線路は同軸線路であることを特徴とする請求項 5 記載の高周波伝送線路。

【請求項 10】 所定の寸法を有する、請求項 5 乃至 9 のうちの 1 つに記載の高周波伝送線路を備えたことを特徴とする高周波共振器。

【請求項 11】 上記高周波伝送線路は、上記高周波伝送線路を伝送する信号の管内波長の $1/4$ に等しい伝送方向の長さを有することを特徴とする請求項 10 記載の高周波共振器。

【請求項 12】 上記高周波伝送線路は、上記高周波伝送線路を伝送する信号の管内波長の $1/2$ に等しい伝送方向の長さを有することを特徴とする請求項 10 記載の高周波共振器。

【請求項 13】 所定の長さを有する請求項 10 乃至 12 のうちの 1 つに記載の高周波共振器と、上記高周波共振器に高周波信号を入力する入力端子と、上記高周波共振器から高周波信号を出力する出力端子とを備えたことを特徴とする高周波フィルタ。

【請求項 14】 一端で高周波信号を入力しかつ他端で上記高周波信号を出力する伝送線路と、上記伝送線路と結合する請求項 10 乃至 12 のうちの 1 つに記載の高周波共振器とを備えたことを特徴とする高周波帯域除去フィルタ。

【請求項 15】 導体を含む共振器ケースと、上記共振器ケース内に載置された所定の形状の誘電体とを備えた誘電体共振器であって、上記導体を請求項 1、2、3 又は 4 記載の高周波電極に

よって構成したことを特徴とする誘電体共振器。

【請求項 16】 請求項 15 記載の誘電体共振器と、上記誘電体共振器に電磁的に結合され、上記誘電体共振器に高周波信号を入力する入力端子と、上記誘電体共振器に電磁的に結合され、上記誘電体共振器から高周波信号を出力する出力端子とを備えたことを特徴とする高周波フィルタ。

【請求項 17】 電極を備えて所定の高周波動作を行う高周波デバイスであって、

上記電極は、請求項 1、2、3 又は 4 記載の高周波電極を有することを特徴とする高周波デバイス。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 本発明は、マイクロ波、準ミリ波又はミリ波の高周波帯において用いられる高周波電極、上記高周波電極を用いた高周波伝送線路、上記高周波伝送線路を用いた高周波共振器、上記高周波共振器を備えた高周波フィルタ、並びに上記高周波電極を備えた高周波デバイスに関する。

【0002】

【従来の技術】 近年、電子部品の小型化が進む中、マイクロ波、準ミリ波又はミリ波などの高周波帯においても高誘電体材料を用いることによって、デバイスの小型化がなされてきた。デバイスの小型化を行う場合、誘電率を大きくする一方、相似形として形状を縮小させると、原理的には体積の立方根に反比例してエネルギー損失が増大するという問題点があった。

【0003】 高周波デバイスのエネルギー損失は、表皮効果による導体損失と、誘電体材料による誘電体損失とに大きく分類することができる。近年の誘電体材料は、高誘電率なものである低損失な特性を有する材料が開発実用化されており、従って、誘電体損失よりも導体損失の方が回路の無負荷 Q において支配的である。また、高周波帯においては、表皮効果によって、導体表面において高周波電流が集中するために、導体表面に近づくほど表面抵抗（表皮抵抗ともいう。）が大きくなり、導体損失（ジュール損失）が大きくなる。ここで、表皮効果とは、導体の内部では導体の表面から離れるに従って、高周波電流が指数関数的に減衰するという高周波信号の伝送に特有の現象である。この電流が流れる導体の薄い領域を表皮深さと呼び、例えば銅であれば 1 GHz のとき約 $2.2 \mu\text{m}$ となる。しかしながら、従来は、高周波応用部品の電極に用いられる導体の膜厚は、電極を透過して失われる放射損失を回避するために、表皮深さよりも十分に厚い膜厚で構成されていた。また、金属メッキや金属の焼き付けの技術により電極を作成する場合の基板や電極膜の表面粗さなどの問題もあり、電極の厚さを表皮深さに比べて十分厚くすることが損失を小さくすることに結び付いていた。しかし、最近では鏡面に近い基板の上に膜厚精度のよい電極を成膜する技術ができればじめ

ており、電極を最適膜厚で構成することが可能になってきている。

【0004】この状況を鑑みて、導体損失が効果的に低減されて高い無負荷Qを得ることができる改良された対称型ストリップライン共振器（以下、従来例の共振器という。）が、特開平4-43703号公報において提案されている。この従来例の共振器は、誘電体を挟んで所定距離を隔てて対向位置せしめられた一対の接地導体間に、ストリップ導体を配した対称型ストリップラインによって、共振回路を構成せしめて成る対称型ストリップライン共振器において、上記ストリップ導体を、上記一対の接地導体間において、該接地導体と平行に複数枚、上記誘電体を介して互いに所定の間隔を隔てて積層状に配置せしめたことを特徴としている。

【0005】そして、当該従来例の共振器を開示した公報には次のことが開示されている。

（a）上記各ストリップ導体の厚さは、導体損失を有効的に抑えるためには、表皮深さの3倍か又はそれよりも大きな厚さをもって形成することが望ましい。すなわち、ストリップ導体において、マイクロ波帯の高周波電流が流れる表皮部分を増大せしめて、ストリップ導体における実効断面積を増大させる。

（b）一対のストリップ導体の一端側においてスルーホールを介して互いに導通される一方、他端側においてもスルーホールを介して互いに導通される。

（c）当該共振器における電界分布は、当該公報の第3図に示すように、電界は、各ストリップ導体からそれぞれ接地導体に向かうように形成される。

【0006】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、上記

（a）の構造を有しているために、小型・軽量化することが困難であって、さらに、上記（b）の構造を有しているために、構造が複雑であって安価に製造することができず、しかも導体損失の低減率は比較的小さく、無負荷Qも比較的小さいという問題点があった。本発明の目的は以上の問題点を解決し、従来例に比較して簡単な構造で、かつ導体損失を大幅に低減させることができ、しかも発明実施品を小型・軽量化することができる高周波電極、並びに高周波伝送線路、高周波共振器、高周波フィルタ、高周波デバイスを提供することにある。

【0007】

【課題を解決するための手段】本発明に係る請求項1記載の高周波電極は、膜状の導体を備え、上記導体の膜厚が使用周波数の表皮深さの1.14倍から2.75倍の範囲であることを特徴とする。請求項2記載の高周波電極は、請求項1記載の高周波電極において上記導体の膜厚が使用周波数の表皮深さの1.32倍から1.92倍の範囲であることを特徴とする。請求項3記載の高周波電極は、請求項2記載の高周波電極において上記導体の膜厚が使用周波数の表皮深さの $\pi/2$ 倍であることを特

徴とする。請求項4記載の高周波電極は、請求項1、2又は3記載の高周波電極において上記導体は超電導材料にてなることを特徴とする。請求項5記載の高周波伝送線路は、少なくとも1つの導体を備えた高周波伝送線路であって、上記導体は請求項1、2、3又は4記載の高周波電極であることを特徴とする。請求項6記載の高周波伝送線路は、請求項5記載の高周波伝送線路において上記高周波伝送線路は導波管であることを特徴とする。請求項7記載の高周波伝送線路は、請求項5記載の高周波伝送線路において上記高周波伝送線路はマイクロストリップ線路であることを特徴とする。請求項8記載の高周波伝送線路は、請求項5記載の高周波伝送線路において上記高周波伝送線路はストリップ線路であることを特徴とする。請求項9記載の高周波伝送線路は、請求項5記載の高周波伝送線路において上記高周波伝送線路は同軸線路であることを特徴とする。請求項10記載の高周波共振器は、所定の寸法を有する、請求項5乃至9のうちの1つに記載の高周波伝送線路を備えたことを特徴とする。請求項11記載の高周波共振器は、請求項10記載の高周波共振器において上記高周波伝送線路は、上記高周波伝送線路を伝送する信号の管内波長の $1/4$ に等しい伝送方向の長さを有することを特徴とする。請求項12記載の高周波共振器は、請求項10記載の高周波共振器において上記高周波伝送線路は、上記高周波伝送線路を伝送する信号の管内波長の $1/2$ に等しい伝送方向の長さを有することを特徴とする。請求項13記載の高周波フィルタは、所定の長さを有する請求項10乃至12のうちの1つに記載の高周波共振器と、上記高周波共振器に高周波信号を入力する入力端子と、上記高周波共振器から高周波信号を出力する出力端子とを備えたことを特徴とする。請求項14記載の高周波帯域除去フィルタは、一端で高周波信号を入力しかつ他端で上記高周波信号を出力する伝送線路と、上記伝送線路と結合する請求項10乃至12のうちの1つに記載の高周波共振器とを備えたことを特徴とする。請求項15記載の誘電体共振器は、導体を含む共振器ケースと、上記共振器ケース内に載置された所定の形状の誘電体とを備えた誘電体共振器であって、上記導体を請求項1、2、3又は4記載の高周波電極によって構成したことを特徴とする。請求項16記載の高周波フィルタは、請求項15記載の誘電体共振器と、上記誘電体共振器に電磁的に結合され、上記誘電体共振器に高周波信号を入力する入力端子と、上記誘電体共振器に電磁的に結合され、上記誘電体共振器から高周波信号を出力する出力端子とを備えたことを特徴とする。請求項17記載の高周波デバイスは、電極を備えて所定の高周波動作を行う高周波デバイスであって、上記電極は、請求項1、2、3又は4記載の高周波電極を有することを特徴とする。

【0008】

【作用】本発明に係る高周波電極に高周波信号の電磁波

を入射すると、上記電磁波の一部は上記高周波電極内部に進み、他は上記高周波電極の表面で反射される。上記高周波電極の内部へ進んだ電磁波は上記高周波電極の裏面を一部は透過して他は裏面で反射される。従って、入射電磁波のうち上記高周波電極で反射される電磁波は上記高周波電極の表面で反射される電磁波と上記高周波電極の裏面で反射される電磁波を合わせたものになる。ここで本発明に係る高周波電極の膜厚が使用周波数の表皮深さの 1.14 倍から 2.75 倍の範囲になるように形成されているので、上記高周波電極の表面と裏面で反射される電磁波は強め合って、上記高周波電極の反射係数は、電極の膜厚が十分大きいときに比べると、大きくなる。このとき、上記高周波電極の内部の電流密度分布は上記高周波電極の裏面で反射される電磁波が励起する電流によって、表皮効果だけを考慮したときのような急激な減衰はなく緩やかな勾配となる。これによって表皮効果が緩和されて、表面抵抗が低減される。

【0009】また、高周波伝送線路においては、上記導体を上記高周波電極を用いて構成することによって、上記電極と同様により小さい表面抵抗 R_s を有するので、当該高周波伝送線路は、従来例に比較して小さい伝送損失を有する。またさらに、上記高周波共振器においては、所定の寸法を有する上記高周波伝送線路を備えているので、その伝送損失は従来例に比較して小さく、それ故、上記高周波共振器は、従来例に比較して大きな無負荷 Q を有する。上記誘電体共振器においては、共振器ケースの導体を上記高周波電極によって形成したので、上記誘電体共振器は、従来例に比較して大きな無負荷 Q を有する。また、上記高周波フィルタにおいては、所定の長さを有し、無負荷 Q の大きい上記高周波共振器を備えているので、上記高周波フィルタは、低損失で優れた選択度を有する。さらに、上記高周波帯域除去フィルタにおいては、所定の長さを有し、無負荷 Q の大きい上記高周波共振器がトラップ回路として動作するので、上記高周波帯域除去フィルタは、優れた帯域除去特性を有する。またさらに、上記高周波デバイスにおいては、上記電極は、上記高周波電極を有することにより、上記高周波デバイスは、従来例に比較して小さい導体損失を有する。

【0010】

【実施例】以下、図面を参照して本発明による実施例について説明する。なお、添付図面において同一のものについては同一の参照符号を付す。

<第 1 の実施例> 図 1 は、本発明に係る第 1 の実施例である帯域通過フィルタの斜視図である。図 1 に示すように、表皮深さ δ_0 の $\pi/2$ 倍の厚さに形成されたストリップ導体 21 と接地導体 11 を備えた誘電体基板 10 とによって、1/2 波長マイクロストリップ線路型共振器が構成されている。第 1 の実施例の帯域通過フィルタは、上記 1/2 波長マイクロストリップ線路型共振器を

備えたことを特徴としている。ここで、表皮深さ δ_0 は、1/2 波長マイクロストリップ線路型共振器の共振周波数 f_0 における角周波数 ω_0 と真空中の透磁率 μ_0 とストリップ導体 21 の導電率 σ を用いて、数 1 で表される。

【0011】

【数 1】 $\delta_0 = \sqrt{2 / \omega_0 \mu_0 \sigma}$

【0012】 図 1 に示すように、裏面全面に接地導体 11 が形成された誘電体基板 10 上に、長手方向の長さが $\lambda_g/2$ である帯形状のストリップ導体 21 が形成される。ここで、 λ_g は管内波長である。これによって、ストリップ導体 21 と、接地導体 11 と、両導体 21、11 間に挟設された誘電体基板 10 とによって TEM モードの 1/2 波長マイクロストリップ線路型共振器が構成される。以上のように構成された 1/2 波長マイクロストリップ線路型共振器の共振周波数 f_0 は、公知のようにストリップ導体 22 の長手方向の長さ l と誘電体基板 10 の誘電率と厚さ h とによって決まる。

【0013】 さらに、誘電体基板 10 上に、入力端子用導体 12 が、ストリップ導体 21 の長手方向の一端と所定のギャップ g_1 だけ離れかつ電磁的に互いに結合するように近接して形成される一方、出力端子用導体 13 が、ストリップ導体 21 の長手方向の他端と所定のギャップ g_2 だけ離れかつ電磁的に互いに結合するように近接して形成される。なお、第 1 の実施例においては、入力端子用導体 12 とストリップ導体 21 の一端との結合と、出力端子用導体 13 とストリップ導体 21 の他端との結合とは、容量結合である。ここで、誘電体基板 10 は、例えばアルミナの単結晶であるサファイアにてなり、接地導体 11 及びストリップ導体 21 は、例えば Cu、Ag 又は Au などの電気的導電性を有する導体にてなる。

【0014】 以上の様に構成された第 1 の実施例の帯域通過フィルタの入力端子用導体 12 に上記共振周波数 f_0 を有する高周波信号を入力すると、入力端子用導体 12 とストリップ導体 21 が電磁的に結合して、上記 1/2 波長マイクロストリップ線路型共振器は励振されて共振状態となる。さらに、ストリップ導体 21 と出力端子用導体 13 が電磁的に結合して、上記高周波信号は出力端子用導体 13 から出力される。また共振周波数 f_0 と異なる周波数を有する信号が入力端子用導体 12 に入力されると、上記 1/2 波長マイクロストリップ線路型共振器の長手方向の両端で反射される上記信号に対応する電磁波は互いに打ち消し合い、上記 1/2 波長マイクロストリップ線路型共振器は共振状態にはならない。従って、上記信号は出力端子用導体 13 からは出力されない。以上のように、第 1 の実施例の帯域通過フィルタは、帯域通過特性を有する。

【0015】 次に 1/2 波長マイクロストリップ線路型共振器が最も高い Q を有するストリップ導体 21 の最適

膜厚を求める。図 2 (a) は、空気層を含むストリップ導体 21 の厚さ方向の分布定数型等価回路であって、図 2 (a) に示すように、損失抵抗を含む分布定数回路にてなる。当該分布定数型等価回路は、ストリップ導体 21 の第 1 の面において仮想的に設けられる 2 つの端子 T1、T2 と、ストリップ導体 21 の第 2 の面において仮想的に設けられる 2 つの端子 T3、T4 との間に設けられる。ここで、当該分布定数型等価回路の各単位回路は、厚さ方向と平行な方向に設けられる単位インダクタンス $\mu_0 d x$ と、それぞれ厚さ方向と垂直な方向に設けられた単位キャパシタンス $\varepsilon_0 d x$ と単位コンダクタンス $\sigma d x$ との並列回路とを備え、当該並列回路と上記単位インダクタンス $\mu_0 d x$ とが逆 L 型に接続されて構成される。そして、上記分布定数型等価回路は、複数の上記単位回路が厚さ方向に縦続に接続されて構成され、当該等価回路の空気層側の 2 つの端子 T3、T4 には空気層のインピーダンス Z_L が接続される。ここで、 σ はストリップ導体 21 の導電率、 ε_0 は真空中の誘電率、 μ_0 は真空中の透磁率、 $d x$ はストリップ導体 21 の厚さ方向の微小長さ、 $\Delta \xi$ はストリップ導体 21 の膜厚、 Z_L は空気層のインピーダンスである。

【0016】また、図 2 (a) の等価回路は、図 2 (b) の集中定数形等価回路に変換することができる。当該集中定数型等価回路は、厚さ方向と平行な方向に設けられた 2 つの複素インピーダンス Z と、厚さ方向と垂直な方向に設けられた複素アドミタンス Y とが T 型に接続されて構成される。ここで、複素インピーダンス Z 、複素アドミタンス Y 、空気層のインピーダンス Z_L は、それぞれ数 2、数 3、数 4 で表される。また、ストリップ導体 21 の膜厚 $\Delta \xi$ を表皮深さ δ_0 で割った値をストリップ導体 21 の規格化導体膜厚 ξ と定義して、数 5 の様に表した。

【0017】

【数 2】

$$Z = [(1+j)/\sigma \delta_0] \cdot \tanh[(1+j)\xi/2]$$

【数 3】 $Y = [\sigma \delta_0 / (1+j)] \cdot \sinh[(1+j)\xi]$

【数 4】 $Z_L = \sqrt{(\mu_0 / \varepsilon_0)}$

【数 5】 $\xi \equiv \Delta \xi / \delta_0$

【0018】さらに、図 2 (b) の等価回路を左端から見たときの表面インピーダンス Z_S は、数 6 で表される。ここで、数 7 に示すように、空気層のインピーダンス Z_L は、複素インピーダンス Z 、及び複素アドミタンス Y に比べると十分大きいので、図 2 (b) の等価回路の右端が解放端であるとする近似を用いることができ、上記表面インピーダンス Z_S は、数 8 で表される。

【0019】

【数 6】 $Z_S = Z + [Y + (Z + Z_L)^{-1}]^{-1}$

【数 7】 $Z_L \sigma \delta_0 = \sigma \delta_0 \sqrt{(\mu_0 / \varepsilon_0)} \equiv \infty$

【数 8】 $Z_S = Z + 1/Y$

【0020】さらに、数 8 で表される表面インピーダ

ンス Z_S に、数 2 で表される複素インピーダンス Z と複素アドミタンス Y を代入して整理すると、表面インピーダンスは、数 9 のように表される。

【0021】

【数 9】 $Z_S = [(1+j)/\sigma \delta_0] / [\tanh(1+j)\xi]$

【0022】また、表面インピーダンス Z_S は、表面抵抗 R_S と表面リアクタンス X_S を用いて、数 10 のように表わすことができる。

【0023】

【数 10】 $Z_S = R_S + j X_S$

【0024】ここで、1/2 マイクロストリップ線路型共振器が最も高い Q を有するのは、上記表面抵抗 R_S が最も小さくなる時である。次に表面抵抗 R_S を求めるために、数 9 で表される表面インピーダンス Z_S を、実部と虚部に分けて整理すると、表面抵抗 R_S と表面リアクタンス X_S は、それぞれ数 11 と数 12 の様に表わすことができる。

【0025】

【数 11】 $R_S = (\sinh 2\xi + \sin 2\xi) / [\sigma \delta_0 (\cosh 2\xi - \cos 2\xi)]$

【数 12】 $X_S = (\sinh 2\xi - \sin 2\xi) / [\sigma \delta_0 (\cosh 2\xi - \cos 2\xi)]$

【0026】図 3 は、数 11 を使用して求めた、表面抵抗 R_S に $\sigma \delta_0$ を乗じた規格化表面抵抗 $\sigma \delta_0 R_S$ と規格化導体膜厚 ξ の関係を示したグラフである。図 3 から明らかなように、規格化導体膜厚 ξ が 1 と 2 の間の特定の値で、規格化表面抵抗 $\sigma \delta_0 R_S$ は極値である最小値をとる。表面抵抗 R_S が最小になる規格化膜厚 ξ では、数 13 に示す表面抵抗 R_S の規格化導体膜厚 ξ についての微分係数 $\partial R_S / \partial \xi$ は 0 になる。従って、表面抵抗 R_S が最小になる規格化膜厚 ξ を求めるためには、数 13 を満たす規格化導体膜厚 ξ を求めれば良い。

【0027】

【数 13】 $\partial R_S / \partial \xi = -(2 \sinh 2\xi \cdot \sin 2\xi) / (\cosh 2\xi - \cos 2\xi)^2 = 0$

【0028】数 13 で表される微分係数 $\partial R_S / \partial \xi$ が 0 になるときの規格化膜厚 ξ は、 n を正の整数として、数 14 で表される。特に $n=1$ のときの規格化膜厚 ξ は、数 15 で表され、このとき表面抵抗 R_S は数 16 で表される最小値 R_{Smin} になる。

【0029】

【数 14】 $\xi = n\pi/2, n=1, 2, 3, \dots$

【数 15】 $\xi = \pi/2$

【数 16】 $R_{Smin} = (1/\sigma \delta_0) \tanh(\pi/2) \approx 0.917(1/\sigma \delta_0)$

【0030】ここで、数 5 で定義したようにストリップ導体 21 の規格化膜厚 ξ は、表皮深さ δ_0 で規格化された値であるので、物理的な長さの次元をもつストリップ導体 21 の膜厚 $\Delta \xi$ は、数 17 で与えられる。

【0031】

【数 17】

$$\Delta \xi = (\pi/2) \delta_0 = (\pi/2) \sqrt{2/(\omega_0 \mu_0 \sigma)}$$

【0032】以上の結果と上記図3から明らかなように、規格化導体膜厚 ξ が増加するに従い、規格化表面抵抗 $\sigma \delta_0 R_s$ は減少して、規格化導体膜厚 ξ が1.14のときに、規格化表面抵抗 $\sigma \delta_0 R_s$ 1.0になる。さらに、規格化導体膜厚 ξ が増加すると、規格化表面抵抗 $\sigma \delta_0 R_s$ はさらに減少して、規格化導体膜厚 ξ が $\pi/2$ のとき、規格化表面抵抗 $\sigma \delta_0 R_s$ は最小値0.917をとる。この最小値を過ぎると、規格化導体膜厚 ξ の増加に伴い、規格化表面抵抗 $\sigma \delta_0 R_s$ は増加して、規格化導体膜厚 ξ が2.75のとき、規格化表面抵抗 $\sigma \delta_0 R_s$ は再び1.0になる。規格化膜厚 ξ が2.75より大きくなるに従って、図3において図示はしていないが、規格化表面抵抗 $\sigma \delta_0 R_s$ は1.0近傍で振動しながら1.0に収束する。

【0033】以上のように、規格化導体膜厚 ξ が $\pi/2$ のとき、すなわち、ストリップ導体21の膜厚 $\Delta \xi$ が表皮深さ δ_0 の $\pi/2$ 倍のとき、表面抵抗 R_s は、ストリップ導体21の膜厚 $\Delta \xi$ が表皮深さ δ_0 に比べて十分厚いときの表面抵抗 R_s である $1/\sigma \delta_0$ より小さい0.917 $/\sigma \delta_0$ の最小値になる。これはストリップ導体21の膜厚 ξ が十分厚い時に比べて、表面抵抗 R_s が8.3%低減されたことになる。ここで、当該共振器のQ値が表面抵抗 R_s の逆数に比例することを利用して、ストリップ導体21の膜厚 $\Delta \xi$ が十分厚いときのQ値を基準にしたときのQ上昇率に換算すると、Q上昇率は9.03%になる。又これはQ上昇率の最大値である。従って、第1の実施例において、ストリップ導体21は、最も好ましくは、その膜厚 $\Delta \xi$ が使用周波数における表皮深さ δ_0 の $\pi/2$ 倍になるように構成される。これによって、ストリップ導体21の表面抵抗 R_s が最小になり、当該共振器のQ値は、ストリップ導体21の膜厚 $\Delta \xi$ が表皮深さ δ_0 に比べて十分厚いときのQ値に比べると9.03%上昇して、最大値をとる。

【0034】また、Q上昇率がその最大値9.03%の90%以上である規格化導体膜厚 ξ の範囲は、1.421 \leq 規格化導体膜厚 $\xi \leq$ 1.751である。従って、第1の実施例において、ストリップ導体21は、より好ましくは、その膜厚 $\Delta \xi$ が使用周波数における表皮深さ δ_0 の1.421倍から1.751倍の範囲になるように構成してもよい。これによって、ストリップ導体21の表面抵抗 R_s は低減され、Q上昇率は、その最大値9.03%の90%以上を確保できる。

【0035】さらに、Q上昇率がその最大値9.03%の80%以上である規格化導体膜厚 ξ の範囲は、1.364 \leq 規格化導体膜厚 $\xi \leq$ 1.841である。従って、第1の実施例において、ストリップ導体21は、より好ましくは、その膜厚 $\Delta \xi$ が使用周波数における表皮深さ δ_0 の1.364倍から1.841倍の範囲になるよう

に構成してもよい。これによって、ストリップ導体21の表面抵抗 R_s は低減され、Q上昇率は、その最大値9.03%の80%以上を確保できる。

【0036】またさらに、Q上昇率がその最大値9.03%の70%以上である規格化導体膜厚 ξ の範囲は、1.32 \leq 規格化導体膜厚 $\xi \leq$ 1.92である。従って、第1の実施例において、ストリップ導体21は、より好ましくは、その膜厚 $\Delta \xi$ が使用周波数における表皮深さ δ_0 の1.32倍から1.92倍の範囲になるように構成してもよい。これによって、ストリップ導体21の表面抵抗 R_s は低減され、Q上昇率は、その最大値9.03%の70%以上を確保できる。

【0037】さらに、Q上昇率が0よりも大きくなる場合、すなわち当該共振器のQ値が、ストリップ導体21の膜厚 $\Delta \xi$ が表皮深さ δ_0 に比べて十分厚いときの当該共振器のQ値に比べて大きくなる場合の規格化導体膜厚 ξ の範囲は、1.14 \leq 規格化導体膜厚 $\xi \leq$ 2.75である。従って第1の実施例において、ストリップ導体21は、好ましくは、膜厚 $\Delta \xi$ が使用周波数における表皮深さ δ_0 の1.14倍から2.75倍の範囲になるように構成してもよい。これによって、ストリップ導体21の表面抵抗 R_s は低減されて、Q上昇率は0より大きくなり、当該共振器のQ値は、ストリップ導体21の膜厚 $\Delta \xi$ が表皮深さ δ_0 に比べて十分厚いときの当該共振器のQ値に比べて大きくなる。

【0038】次に、上述のように構成したストリップ導体21の表面抵抗 R_s が低減される理由を、図4を用いて定性的に説明する。図4は、表皮効果の緩和と表面抵抗 R_s の低減を示す、誘電体基板10の一部と空気層の一部を含むストリップ導体21の断面図である。図4ではハッチングは省略している。誘電体基板10を介してストリップ導体21に入射される入射電磁波102の一部は誘電体基板10とストリップ導体21の境界を透過して透過電磁波106となり、他は誘電体基板10とストリップ導体21の境界で反射されて反射電磁波104になる。透過電磁波106の一部はストリップ導体21と空気層の境界を透過して透過電磁波103となり、他はストリップ導体21と空気層の境界で反射されて、反射電磁波105になる。従って、入射電磁波のうちストリップ導体21から誘電体基板10内に反射される電磁波は、反射電磁波104と反射電磁波105の合わせたものになる。このときストリップ導体21が表皮深さ δ_0 より薄いと遮蔽効果が小さくなってストリップ導体21を透過する透過電磁波103の振幅が大きくなり、放射損失が大きくなる。また、ストリップ導体21が表皮深さ δ_0 に比較して十分大きくなると遮蔽効果は大きくなるが、透過電磁波106のエネルギーの大半がストリップ導体21内部で失われて導体損失が大きくなる。ストリップ導体21が適当な厚みを有するときには、反射電磁波104と反射電磁波105が誘電体基板10の

内部で強め合い、その結果反射係数が大きくなる。このときのストリップ導体 21 内部の誘電体基板 10 から空気層に向かう方向の電流密度分布は、反射電磁波 105 が励起する電流によって、ストリップ導体 21 が十分厚いときにおける電流分布とは異なり、指数関数的に減衰することはない。これによって、表皮効果の緩和されて、表面抵抗 R_s が低減される。

【0039】以上の結果より、第 1 の実施例の帯域通過フィルタは、膜厚が表皮深さ δ_0 の $\pi/2$ 倍であるストリップ導体 21 を用いて構成された $1/2$ 波長マイクロストリップ線路型共振器が高い Q を有するので、小型・軽量かつ低損失で、優れた選択度を有する。

【0040】以上の第 1 の実施例の帯域通過フィルタでは、ストリップ導体 21 のみの膜厚を表皮深さ δ_0 の $\pi/2$ 倍になるように形成したが接地導体 11 のみを表皮深さ δ_0 の $\pi/2$ 倍になるように形成してもよい。あるいはストリップ導体 21 と接地導体 11 ととも、表皮深さ δ_0 の $\pi/2$ 倍になるように形成してもよい。さらに、第 1 の実施例のストリップ導体 21 の上に保護用誘電体を形成してもよいし、当該帯域通過フィルタ全体を保護用誘電体で囲むように形成してもよい。

【0041】以上の第 1 の実施例においては、ストリップ導体 21 を用いた $1/2$ 波長マイクロストリップ線路型共振器を用いたフィルタについて説明しているが、本発明はこれに限らず、 $1/4$ 波長マイクロストリップ線路型共振器を用いたフィルタを構成してもよい。

【0042】＜第 2 の実施例＞図 5 は、本発明に係る第 2 の実施例の $1/4$ 波長マイクロストリップ線路型帯域除去フィルタの斜視図である。第 2 の実施例では、図 5 に示すように、裏面全面に接地導体 11 が形成された誘電体基板 10 上にストリップ導体 41 を形成することによってマイクロストリップ線路が形成される。そして、 $1/4 \lambda_g$ の長さを有しかつ $\delta_0 \pi/2$ の膜厚 Δg を有するストリップ導体 21 が、マイクロストリップ線路のストリップ導体 41 に対して、ストリップ導体 21 が電磁的に結合するようにギャップ g_3 だけ離れて近接し、かつ、ストリップ導体 21 の長手方向がストリップ導体 41 の長手方向と平行となるように、形成される。これによって、ストリップ導体 21 と接地導体 11 とによって $1/4$ 波長マイクロストリップ線路型共振器が構成される。

【0043】以上のように構成された回路において、上記 $1/4$ 波長マイクロストリップ線路型共振器は、上記マイクロストリップ線路と電磁的に結合してトラップ回路として動作する。

【0044】以上のように構成された $1/4$ 波長マイクロストリップ線路型帯域除去フィルタ回路は、 $\delta_0 \pi/2$ の膜厚 Δg を有するストリップ導体 21 を備えた $1/4$ 波長マイクロストリップ線路型共振器が、高い無負荷 Q を有するので、優れた帯域阻止特性を有する。

【0045】以上の第 2 の実施例において、マイクロストリップ線路を用いているが、本発明はこれに限らず、コプレーナ線路、スロット線路又はトリプレート型ストリップ線路などの伝送線路で構成してもよい。

【0046】＜変形例＞本発明に係る高周波電極は、例えば、特開平 3-292006 号公報に開示されるような、コア誘電体とキャビティとが一体成形された TM モードシングルモード型誘電体共振器においておけるキャビティの外表面に設けた電極膜部分に適用することできる。また、TM モード誘電体共振器としては、上記 TM モードシングルモード型に限らず、例えば特開昭 63-313901 号公報に開示されるような二重モード型誘電体共振器（例えば、図 23 参照。）に適用することができるとともに、さらには、特開昭 61-157101 号公報に開示されるような三重モード型誘電体共振器に適用することができる。すなわち、使用モード数を問わず、TM モード誘電体共振器の電極膜部分に、本発明に係る高周波電極を適用することができる。

【0047】図 6 に、変形例の二重モード型誘電体共振器 75 の一例を示す。誘電体の外表面がメタライズされた正方筒形状の共振器ケース 77 内の中央部に、ケース 77 と一体成形された十字形状の誘電体 76 が設けられて二重モード型誘電体共振器 75 が構成されている。ここで、共振器ケース 77 の電極は、本発明に係る高周波電極を用いる。これによって、上記電極の表面抵抗を大幅に低下させることができるので、当該誘電体共振器の損失を低下させ無負荷 Q を増大させることができる。

【0048】図 7 に、変形例の TM₀₁ δ モード型 2 段誘電体帯域通過フィルタ 80 の一例を示す。当該帯域通過フィルタ 80 は、以下のように構成される。外周電極 82 を有する円筒形状の誘電体管 81 の両端部にそれぞれ、入出力用の SMA コネクタ 83、84 が取り付けられ、ここで、SMA コネクタ 83、84 の接地導体は外周電極 82 に接続される一方、SMA コネクタ 83、84 の中心導体にはそれぞれ、誘電体管 81 内で互いに対向するモノポールアンテナ 85、86 が接続される。上記モノポールアンテナ 85、86 間の誘電体管 81 内で、所定の間隔だけ離れて、かつ誘電体管 81 の内周面に内接するリング形状の誘電体支持台 89、90 を介して円柱形状の 2 つの誘電体共振器 87、88 が設けられる。当該帯域通過フィルタ 80 においても、外周電極 82 は、本発明に係る高周波電極を用いる。これによって、上記外周電極 82 の表面抵抗を大幅に低下させることができるので、当該誘電体フィルタの損失を低下させ無負荷 Q を増大させることができる。

【0049】さらに、以下に示す変形例において、本発明に係る高周波電極をもちいることにより、電極の表面抵抗を従来に比較して大幅に低減させ、これによって、伝送損失を大幅に小さくすることができる。

【0050】図 8 は、本発明に係る高周波電極を用いた

マイクロストリップ線路の斜視図である。図 8 に示すように、裏面に接地導体 11 を備えた誘電体基板 10 上にストリップ導体 22 が形成されてマイクロストリップ線路が構成される。当該マイクロストリップ線路は、ストリップ導体 22 及び接地導体 11 に本発明に係る高周波電極を用いていることを特徴としている。なお、ストリップ導体 22 のみに高周波電極を用いてもよいし、接地導体 11 のみに高周波電極を用いてもよい。

【0051】また、図 9 は、本発明に係る高周波電極を用いたトリプレート型ストリップ線路の斜視図である。図 9 に示すように、両面に接地導体 31a、31b を備えた誘電体基板 10 の厚さ方向の中央部に、ストリップ導体 23 が 2 つの接地導体 31a、31b と平行になるように形成されてストリップ線路が構成される。当該ストリップ線路は、ストリップ導体 23 と接地導体 31a、31b に本発明に係る高周波電極を用いていることを特徴としている。なお、マイクロストリップ導体 23 のみに高周波電極を用いてもよいし、接地導体 31a、31b の少なくとも 1 つのみに高周波電極を用いてもよい。

【0052】また、図 10 は、本発明に係る高周波電極を用いた対称型コプレーナ線路の斜視図である。図 10 に示すように、誘電体基板 10 の一表面にストリップ導体 24 が形成され、さらに上記ストリップ導体 24 を挟むように近接して 2 つの接地導体 32a、32b が形成されてコプレーナ線路が構成される。当該コプレーナ線路は、ストリップ導体 24 と接地導体 32a、32b に本発明に係る高周波電極を用いていることを特徴としている。なお、ストリップ導体 24 のみに高周波電極を用いてもよいし、接地導体 32a、32b の少なくとも 1 つのみに高周波電極を用いてもよい。

【0053】また、図 11 は、本発明に係る高周波電極を用いた非対称型コプレーナ線路の斜視図である。図 11 に示すように、誘電体基板 10 上にストリップ導体 25 が形成され、上記ストリップ導体 25 の片側に近接して接地導体 32 が形成されてコプレーナ線路が構成される。当該コプレーナ線路は、ストリップ導体 25 と接地導体 32 に本発明に係る高周波電極を用いていることを特徴としている。なお、ストリップ導体 25 のみに高周波電極を用いてもよいし、接地導体 32 のみに高周波電極を用いてもよい。

【0054】また、図 12 は、本発明に係る高周波電極を用いたスロット線路の斜視図である。当該スロット線路は、図 12 に示すように、誘電体基板 10 の一表面上に互いに近接して対向するように接地導体 51a、51b が形成されてスロット線路が構成される。当該スロット線路は、接地導体 51a、51b に本発明に係る高周波電極を用いていることを特徴としている。なお、接地導体 51a、51b の少なくとも 1 つのみに高周波電極を用いてもよい。

【0055】また、図 13 は、本発明に係る高周波電極を用いたサスペンデッド線路の斜視図である。図 13 に示すように、断面が方形形状である導体管からなる方形導体管 101 の内部に、ストリップ導体 26 を備えた誘電体基板 10 がその側面が上記方形導体管 101 の両側面と接するように、かつ上下面とは接しないようにかつ平行に固定されてサスペンデッド線路が構成される。当該サスペンデッド線路は、ストリップ導体 26 に本発明に係る高周波電極を用いていることを特徴としている。

【0056】また、図 14 は、本発明に係る高周波電極を用いた誘電体矩形導波管の斜視図である。図 14 に示すように、断面が方形形状である誘電体角柱 61 の表面に接地導体 33 が形成されて誘電体矩形導波管が構成される。当該誘電体矩形導波管は、接地導体 33 に本発明に係る高周波電極を用いていることを特徴としている。

【0057】また、図 15 は、本発明に係る高周波電極を用いた誘電体リッジ導波管の斜視図である。図 15 に示すように、断面が H 型である誘電体角柱 62 の表面に接地導体 34 が形成されて誘電体リッジ導波管が構成される。当該誘電体リッジ導波管は、接地導体 34 に本発明に係る高周波電極を用いていることを特徴としている。

【0058】また、図 16 は、本発明に係る高周波電極を用いたイメージ線路の斜視図である。図 16 に示すように、断面が半円形である誘電体半円柱 63 の底面に上記半円形の直径より十分幅の広い接地導体 35 が形成されてイメージ線路が構成される。当該イメージ線路は、接地導体 35 に本発明に係る高周波電極を用いていることを特徴としている。

【0059】また、図 17 は、本発明に係る高周波電極を用いた H 線路の斜視図である。当該 H 線路は、図 17 に示すように、断面が方形形状である誘電体角柱 64 の上下面にその上面又は下面より十分幅の広い接地導体 36a、36b が形成されて H 線路が構成される。当該 H 線路は、接地導体 36a、36b に本発明に係る高周波電極を用いていることを特徴としている。接地導体 36a、36b の少なくとも 1 つのみに高周波電極を用いてもよい。

【0060】また、図 18 は、本発明に係る高周波電極を用いた誘電体円形導波管の斜視図である。図 18 に示すように、断面が円形である誘電体円柱 65 の円周面に接地導体 37 が形成されて誘電体円形導波管が構成される。当該誘電体円形導波管は、接地導体 37 に本発明に係る高周波電極を用いていることを特徴としている。

【0061】また、図 19 は、本発明に係る高周波電極を用いた同軸線路の斜視図である。図 19 に示すように、断面が円環状である誘電体円筒 66 の内周面に中心導体 27 と外周面に接地導体 38 が形成されて同軸線路が構成される。当該同軸線路は、中心導体 27 と接地導体 38 に本発明に係る高周波電極を用いていることを特

微としている。中心導体 27 のみに本発明に係る高周波電極を用いてもよいし、接地導体 38 のみに本発明に係る高周波電極を用いてもよい。

【0062】また、図 20 は、本発明に係る高周波電極を用いた誘電体同軸共振器の斜視図である。図 20 に示すように、断面が円環状であって $\lambda_g/4$ の長さを有する誘電体円筒 67 の内周面に中心導体 28 が、外周面に接地導体 39 が形成され、かつ誘電体円筒 67 の一方の端面に短絡導体 29 が形成されて誘電体同軸共振器が構成される。当該誘電体同軸共振器は、中心導体 28 と接地導体 39 と短絡導体 29 に本発明に係る高周波電極を用いていることを特徴としている。中心導体 28、接地導体 39、短絡導体 29 のうちいずれか 1 つのみ、又はいずれか 2 つに本発明に係る高周波電極を用いてもよい。

【0063】以上の実施例において、接地導体 11 及びストリップ導体 21 などは、例えば Cu、Ag 又は Au などの電気的導電性を有する導体になるが、本発明はこれに限らず、接地導体 11 及びストリップ導体 21 などの少なくとも 1 つの材料として以下に示す超電導体（超伝導体）を用いてもよい。

(a) Nb、Pb などの純金属系超電導材料。

(b) Nb-Ti 合金系、Nb-Zr 合金系などの合金系超電導材料。

(c) Nb₃Sn、V₃Si などの金属間化合物系超電導材料。

(d) 以下に一例を示すセラミック系酸化物超電導材料

(d-1) 例えば La_{1.85}Sr_{0.15}CuO₄などの La_{2-x}Ba_xCuO_{4-δ}系又は La_{2-x}Sr_xCuO_{4-δ}系。

(d-2) 例えば YBa₂Cu₃O₇など YBa₂Cu₃O_{7-δ}（酸素欠損量 $\delta=0\sim 1$ ）。

(d-3) Bi-Sr-Ca-Cu-O 系、ここで、当該 Bi-Sr-Ca-Cu-O 系超電導材料は、Bi₂O₃、SrCO₃、CaCO₃及び CuO の混合された粉末を 800 乃至 870 °C の温度で仮焼した後、850 乃至 880 °C の温度の大気中で焼結させて得られる。

(d-4) Tl-Ba-Ca-Cu-O 系、ここで、当該 Tl-Ba-Ca-Cu-O 系超電導材料は、Tl₂O₃、CaO、BaO 及び CuO の各粉末を混合し成形した後、1 気圧の酸素を含む石英管中に封入し、880 °C の温度で 3 時間加熱することによって主成分 Tl₂CaBa₂Cu₂O_x の超電導材料が得られる。

(d-5) EBCO 系、

(d-6) BPSCCO 系。

(e) 以下に一例を示す有機系超電導材料

(e-1) 例えば (TMTSF)₂ClO₄ などのテトラメチルテトラセナフルバレン (tetramethyltetrasele nafulvalene: TMTSF) 系超電導材料。

(e-2) 例えば β (BEDT-TTF)₂I₃ などのビス (エチレンジチオロ) テトラチアフルバレン (bis(et

hylenedithio) tetrathiafulvalene: BEDT-TTF) 系超電導材料。

(e-3) dmit 系超電導材料。

【0064】

【発明の効果】本発明に係る高周波電極の膜厚は、使用周波数の表皮深さの 1.14 倍から 2.75 倍の範囲に、好ましくは使用周波数の表皮深さの 1.32 倍から 1.92 倍の範囲に、最も好ましくは使用周波数の表皮深さの $\pi/2$ になるように形成されているので、上記高周波電極の内部の電流密度分布は高周波電極の裏面で反射される電磁波が励起する電流によって、表皮効果だけを考慮したときのような急激な減衰はなく緩やかな勾配となる。これによって表皮効果が緩和されて、本発明に係る高周波電極の表面抵抗は従来に比較して大幅に低減することができる。また、上記高周波電極は、一層で構成されているので、従来例に比較して安価に製造できる。従って本発明の高周波電極を用いて、より小さな伝送損失を有する高周波伝送線路、極めて大きな無負荷 Q の高周波共振器又は選択度の優れた高周波フィルタ、もしくは低損失な高周波デバイスを、より小型・軽量化して、かつ安価に実現することができる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】 本発明に係る第 1 の実施例の帯域通過フィルタの斜視図である。

【図 2】 図 2 は、図 1 の空気層を含むストリップ導体 21 の厚さ方向の等価回路であって、(a) は分布定数型等価回路であり、(b) は集中定数型等価回路である。

【図 3】 規格化表面抵抗 $\sigma_0 R_S$ と規格化導体膜厚 δ との関係を表したグラフである。

【図 4】 表皮効果の緩和と表面抵抗の低減を示す、図 1 の誘電体基板 10 の一部と空気層の一部とを含むストリップ導体 21 の断面図である。

【図 5】 本発明に係る第 2 の実施例である帯域除去フィルタの斜視図である。

【図 6】 変形例の TM₁₁₀ 二重モード型誘電体共振器の一例を示す斜視図である。

【図 7】 変形例の TM_{01δ} モード型 2 段誘電体帯域通過フィルタの一例を示す縦断面図である。

【図 8】 本発明に係る高周波電極を用いたマイクロストリップ線路の斜視図である。

【図 9】 本発明に係る高周波電極を用いたトリプレート型ストリップ線路の斜視図である。

【図 10】 本発明に係る高周波電極を用いた対称型コプレーナ線路の斜視図である。

【図 11】 本発明に係る高周波電極を用いた非対称型コプレーナ線路の斜視図である。

【図 12】 本発明に係る高周波電極を用いたスロット線路の斜視図である。

【図 13】 本発明に係る高周波電極を用いたサスペン

デッド線路の斜視図である。

【図 14】 本発明に係る高周波電極を用いた誘電体矩形導波管の斜視図である。

【図 15】 本発明に係る高周波電極を用いた誘電体リッジ導波管の斜視図である。

【図 16】 本発明に係る高周波電極を用いたイメージ線路の斜視図である。

【図 17】 本発明に係る高周波電極を用いた H 線路の斜視図である。

【図 18】 本発明に係る高周波電極を用いた誘電体円形導波管の斜視図である。

【図 19】 本発明に係る高周波電極を用いた同軸線路の斜視図である。

【図 20】 本発明に係る高周波電極を用いた誘電体同軸共振器の斜視図である。

【符号の説明】

10…誘電体基板、

21, 22, 23, 24, 25, 26, 41…ストリップ導体、

27, 28…中心導体、

11, 31a, 31b, 32a, 32b, 32, 33, 34, 35, 36a, 36b, 37, 38, 39, 51a, 51b…接地導体、

12…入力端子用導体、

13…出力端子用導体、

g1, g2, g3…ギャップ、

75…TM₁₁₀二重モード型誘電体共振器、

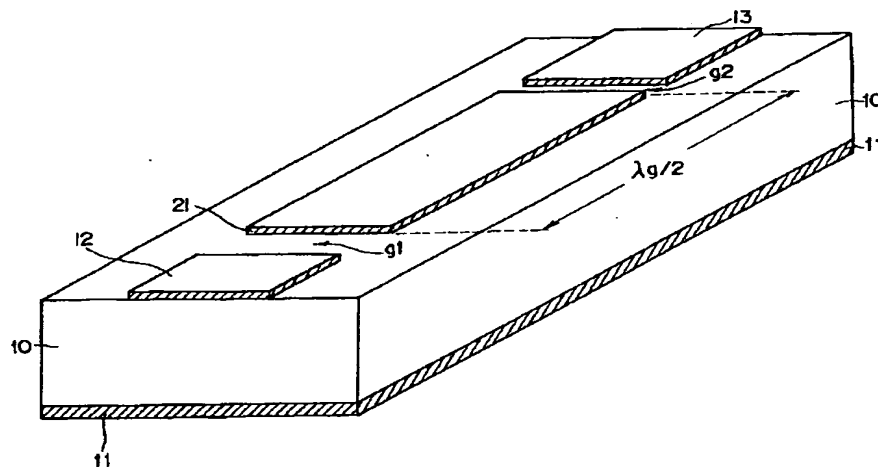
76…誘電体、

77…共振器ケース、

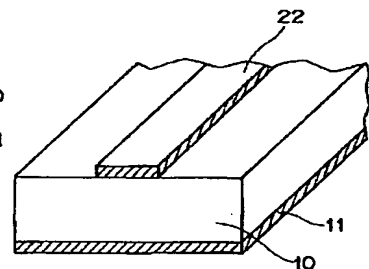
80…TM_{01δ}モード型 2 段誘電体帯域通過フィルタ、

82…外周電極。

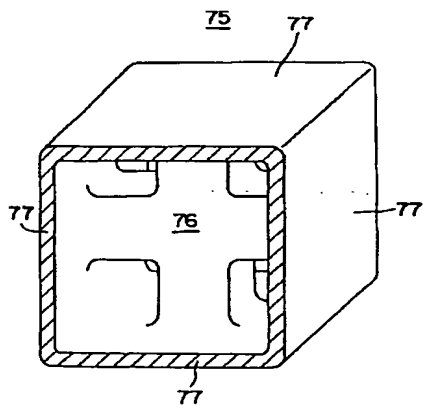
【図 1】



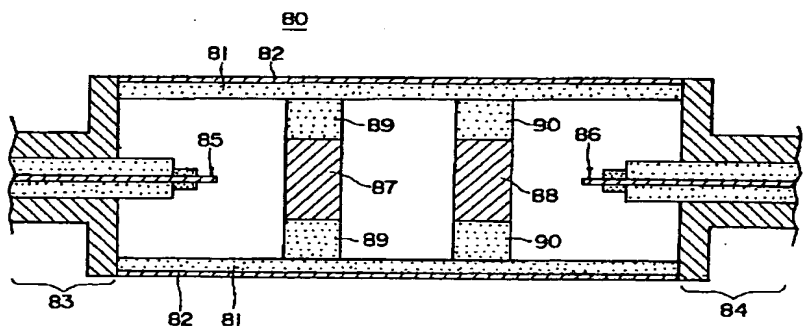
【図 8】



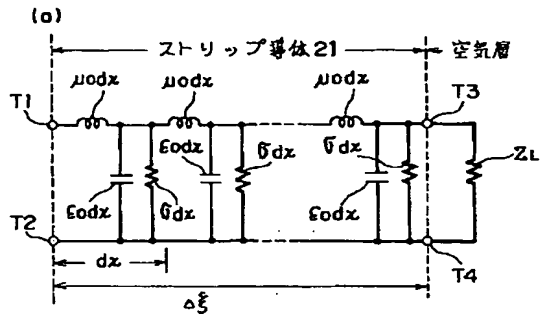
【図 6】



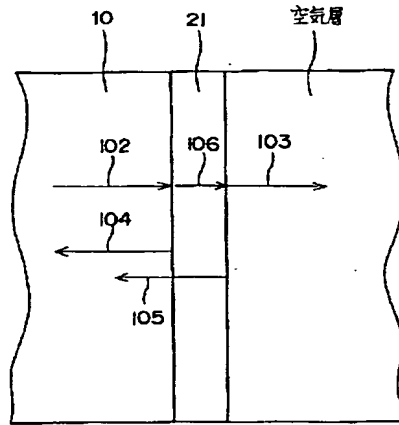
【図 7】



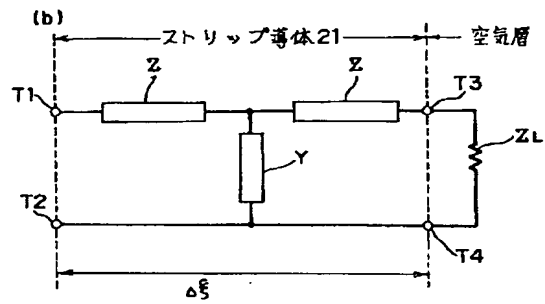
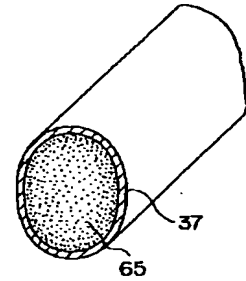
【図2】



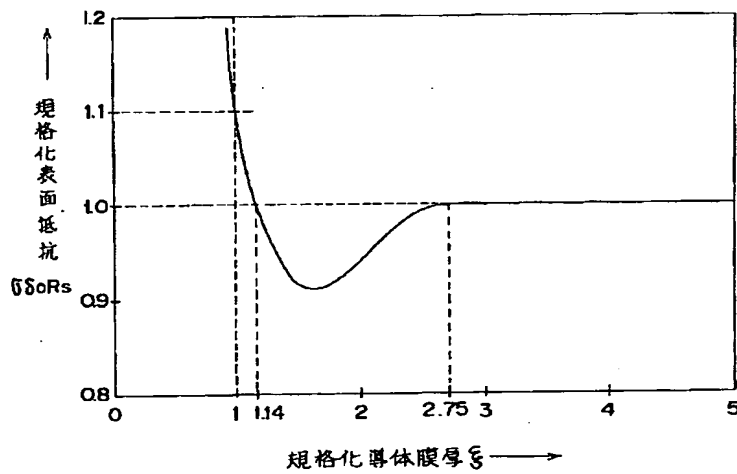
【図4】



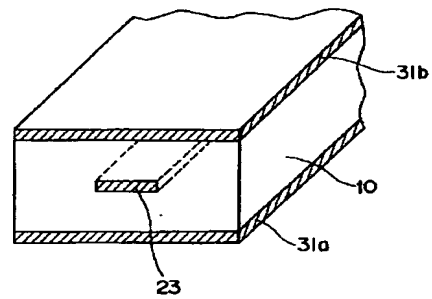
【図18】



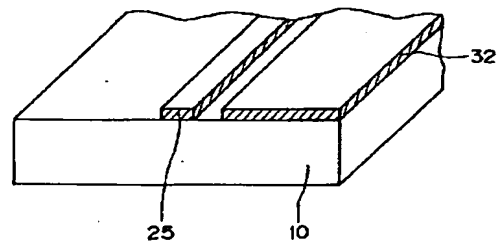
【図3】



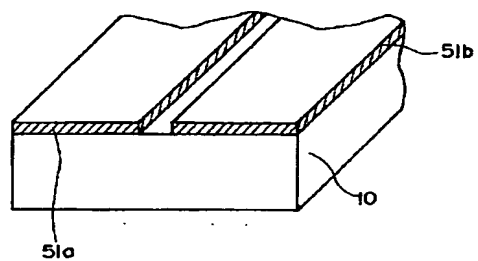
【図9】



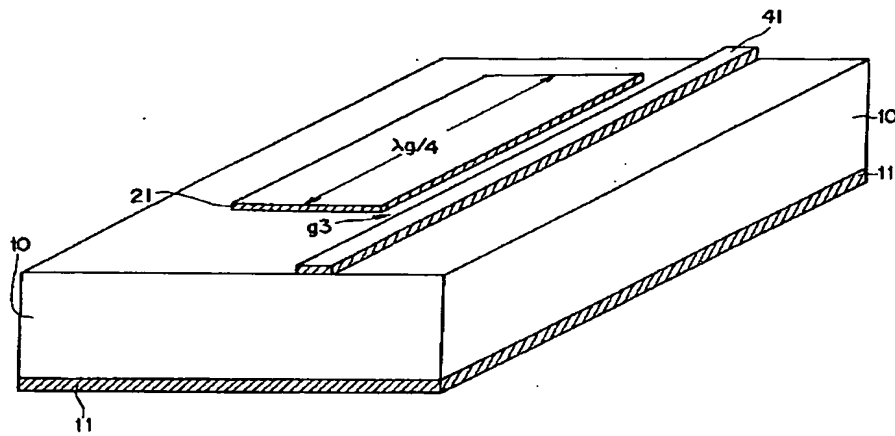
【図11】



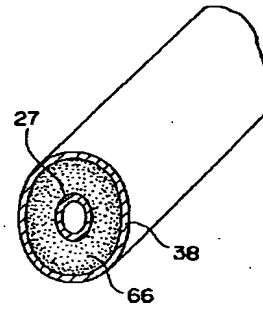
【図12】



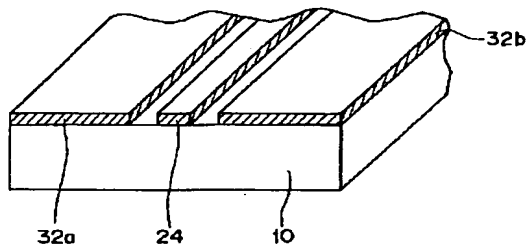
【図 5】



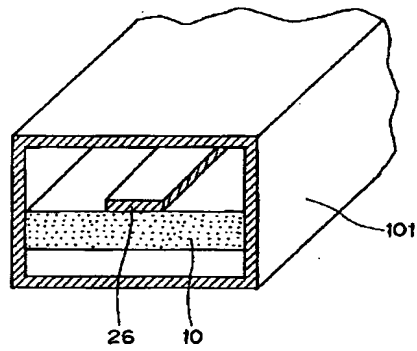
【図 19】



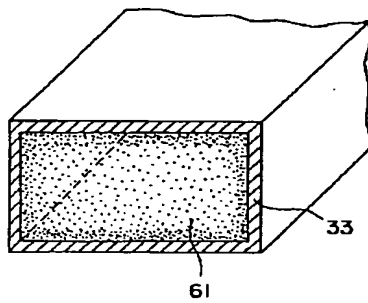
【図 10】



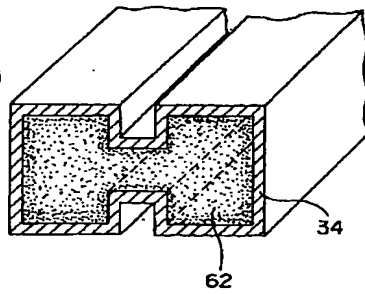
【図 13】



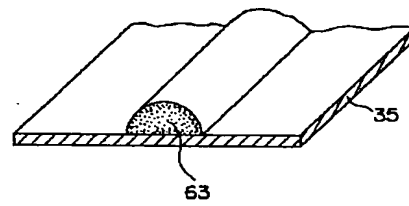
【図 14】



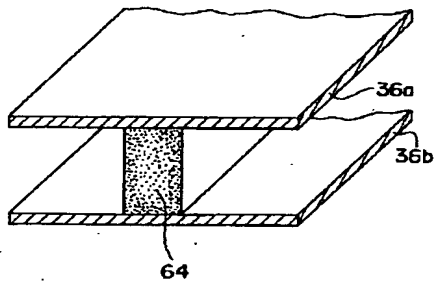
【図 15】



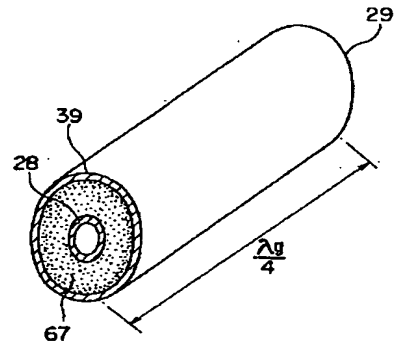
【図 16】



【図 17】



【図 20】



フロントページの続き

(51) Int. Cl. 6

H 0 1 P 11/00

識別記号

Z A A E

庁内整理番号

F I

技術表示箇所

H 0 1 P 7/04

11/00

Z A A

Z A A J

F20

F6-7, 20